

## AZIMUTH MEASURING DEVICE AND ROTATING ANTENNA RADAR DEVICE EQUIPPED WITH THE SAME

Patent Number: JP10206516  
Publication date: 1998-08-07  
Inventor(s): NAKAJIMA YOSHIAKI  
Applicant(s): JAPAN RADIO CO LTD  
Requested Patent: JP10206516  
Application Number: JP19970021027 19970120  
Priority Number(s):  
IPC Classification: G01S3/46; G01S13/10  
EC Classification:  
Equivalents:

### Abstract

PROBLEM TO BE SOLVED: To improve measurement accuracy by enlarging intervals between the antenna elements of an azimuth measuring device by an interferometer operation method.  
SOLUTION: N pieces of antenna elements of the same directional characteristics are aligned in a line at the same intervals D. The reception signals of tow antenna elements whose interval is D, 2D, 3D, (N-1)D are each inputted to a phase detector corresponding to each interval. In viewing these output phase differences  $\Delta\phi_{12}$ ,  $\Delta\phi_{23}$ , ...,  $\Delta\phi_{n-1,n}$  in order, a number m in the case that a value in the following rank is smaller than a value in the proceeding rank is detected by an m value detector 11, and  $\Delta\phi_{12}$  is calculated by a phase difference calculator 12. The calculated value is inputted to an azimuth calculator 13 as the phase difference  $\Delta\phi_{12}$  between the antenna elements at both ends, and azimuths are calculated by an interferometer operation method.

Data supplied from the esp@cenet database - 12





## 【特許請求の範囲】

【請求項1】 下記の各手段を具備することを特徴とする方位角測定装置。

(イ) 同一指向特性を有するN個のアンテナ素子が間隔Dで直線状に配列され該直線と直角の方向にボアサイト軸を有する方位角測定アンテナ

(ロ) 前記アンテナ素子のうち間隔がD×n (n=1, 2, 3, …, N-1) となる2個のアンテナ素子からの受信信号を入力とし位相差 $\phi_1$  信号を出力する2πラジアン繰り返し特性の位相検波器を第nの位相検波器としたとき、第1から第(N-1)までの(N-1)個の位相検波器

(ハ) 前記(N-1)個の位相検波器の出力位相差において、第nの位相検波器の出力位相差 $\phi_1$  が第(n-1)の位相検波器の出力位相差 $\phi_{n-1}$  よりも小なる場合の数mを検出するm値検出器

(二) 前記数mと第(N-1)の位相検波器出力位相差 $\phi_{n-1}$  とから数式1により第(N-1)の位相検波器の入力信号位相差 $\phi$  を算出する位相差算出器

【数1】  $\phi = \phi_{n-1} + 2m\pi$

(ホ) 受信目標の方位角を前記方位角測定アンテナのボアサイト軸から $\theta$ としたとき、その目標方位角 $\theta$ を数式2により算出する方位角算出器

【数2】

$$\theta = \sin^{-1} \frac{\lambda \phi}{2\pi (N-1) D}$$

【請求項2】 方位角測定アンテナをそのボアサイト軸の向きが機械回転式アンテナのボアサイト軸の向きと一致して回転するように搭載して請求項1記載の方位角測定装置を具備する回転アンテナレーダ装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】 本発明は、所定の間隔で直線状に配列された同一指向特性の複数のアンテナ素子で受信された信号の位相差を測定しインタフェロメータ (interferometer) 演算手法によって、アンテナ素子列と直角をなすボアサイト軸からの目標方位角を算出する方位角測定の技術分野に属する。また、この方位角測定の技術をアンテナを機械的に回転させながらパルス状の電磁波を一定周期で送信し、目標からの反射波を受信することにより目標の方位角および距離を探知するレーダ装置における目標の方位角の測定は、次のように行われている。それは、レーダ表示器をPPI (Plan Position Indicator) とし、ブラウン管のスイープの回転をアンテナの回転と一致させておき、アンテナが基準方位 (例えば北) を向いたときのスイープの向きを基準方位 (同じく北) として、アンテナが回転中目標からの反射電波を受信したときに、その受信信号によりスイープ上に輝点を生じさせることによりPPI上で目標の基準方位からの角度を知ることができるというものである。

と直角をなす向きをボアサイト軸とし、このボアサイト軸から方位角 $\theta$ の方位から電波が到来したとすれば、アンテナ素子19への到達はアンテナ素子20への到達よりも距離dの伝搬分だけ遅れることになる。この遅れを位相差で表すと、 $\phi = 2\pi d / \lambda$  となる。但し $d$ は到来電波の波長である。これがアンテナ素子19の受信信号とアンテナ素子20の受信信号の位相差ということになる。ところで距離 $d$ は図3より $d = D_0 \sin \theta$  で表されるから、結局位相差 $\phi$ は数式3で表されることになる。

【0003】

【数3】

$$\phi = \frac{2\pi D_0}{\lambda} \sin \theta$$

【0004】 従って、逆に位相差 $\phi$ を測定すれば、 $D_0$ および $\lambda$ は既知の値であるから、電波の到来方位即ち目標の方位角 $\theta$ を算出することができるわけである。即ち方位角 $\theta$ は数式4で算出される。そして、この位相差は2つのアンテナ素子の受信信号を位相検波器へ入力することにより検出している。

【0005】

【数4】

$$\theta = \sin^{-1} \frac{\phi \lambda}{2\pi D_0}$$

【0006】 一方、アンテナを機械的に回転させながらパルス状の電磁波を一定周期で送信し、目標からの反射波を受信することにより目標の方位角および距離を探知するレーダ装置における目標の方位角の測定は、次のように行われている。それは、レーダ表示器をPPI (Plan Position Indicator) とし、ブラウン管のスイープの回転をアンテナの回転と一致させておき、アンテナが基準方位 (例えば北) を向いたときのスイープの向きを基準方位 (同じく北) として、アンテナが回転中目標からの反射電波を受信したときに、その受信信号によりスイープ上に輝点を生じさせることによりPPI上で目標の基準方位からの角度を知ることができるというものである。

【0007】

【発明が解決しようとする課題】 2つのアンテナ素子の受信信号間の位相差 $\phi$ はその伝搬距離 $D_0 \sin \theta$ から理論上数式3で表されることは前述の通りである。そしてその値は、 $D_0$ 、 $\lambda$ 、 $\theta$ の値によって $2m\pi$  (但し $m$ は自然数) を越える値となり得ることは明らかである。一方位相差を検出する方法としては、2つのアンテナ素子の受信信号を位相検波器へ入力しその出力レベルから位相差を読み取っている。ところが、この位相検波器は、例えば図4に示すように位相差 $2\pi$ ラジアン毎に同じ出力パターンを繰り返す特性を有している。このため、今 $2\pi$ ラジアンより小さい位相差 $\phi_d$ としたとき、入力2

【0002】

【従来の技術】 インタフェロメータ (interferometer) 演算手法による方位角測定の原理は図3に示すように、同一指向特性を有するアンテナ素子19、同20を間隔 $D_0$ で配置し、2つのアンテナ素子で受信した信号の位相差を検出することによって到来電波の方位を測定するというものである。今、2つのアンテナ素子を結ぶ直線

信号の位相差角が  $\theta_d$  、  $2\pi + \theta_d$  、  $4\pi + \theta_d$  、 … 、  $2m\pi + \theta_d$  のときの出力が皆同じになってしまい、その出力に対する真の位相差角がいずれであるか特定することが不可能である。従って、位相検波器の出力から位相差角を一義的に決定できるのは 2 入力信号の位相差角が  $2\pi$  ラジアン以下の場合でしか用いることができないという問題がある。

【0008】一方前述の、回転空中線式で PPI 表示を行うレーダ装置において、目標までの距離を  $r$  、アンテナの水平ビーム幅を  $\theta_h$  としたとき、距離  $r$  における目標の方位方向の分解能は  $r \tan \theta_h$  程度とされる。この値は距離  $r$  に比例して大きくなり、目標の輪郭や目標の個数をわかりにくくしており目標の方位角精度に限界があるという問題がある。

【0009】本発明の目的は、上記従来の interferometer 演算手法における位相検波器への入力位相差角に対する制約を除去し、入力 2 信号間の位相差角が  $2m\pi$  ラジアンを越える場合であってもその位相差角を検出でき従来よりも精度の高い目標方位角を測定できる方位角測定装置を提供すること、およびこの方位角測定装置をアンテナ回転式のレーダ装置に適用することにより目標方位角データの精度の高い回転アンテナレーダ装置を提供することにある。

#### 【0010】

【課題を解決するための手段】上記の目的を達成するために、第 1 の発明は下記の各手段を具備することを特徴とする方位角測定装置である。

(イ) 同一指向特性を有する  $N$  個のアンテナ素子が間隔  $D$  で直線状に配列され該直線と直角の方向にボアサイト軸を有する方位角測定アンテナ

(ロ) 前記アンテナ素子のうち間隔が  $D \times n$  ( $n = 1, 2, 3, \dots, N-1$ ) となる 2 個のアンテナ素子からの受信信号を入力とし位相差  $\phi_n$  信号を出力する  $2\pi$  ラジアン繰り返し特性の位相検波器を第  $n$  の位相検波器としたとき、第 1 から第  $(N-1)$  までの  $(N-1)$  個の位相検波器

(ハ) 前記  $(N-1)$  個の位相検波器の出力位相差において、第  $n$  の位相検波器の出力位相差  $\phi_n$  が第  $(n-1)$  の位相検波器の出力位相差  $\phi_{n-1}$  よりも小なる場合の数  $m$  を検出する  $m$  値検出器

(ニ) 前記  $m$  と第  $(N-1)$  の位相検波器出力位相差  $\phi_{N-1}$  とから式 5 により第  $(N-1)$  の位相検波器の入力信号位相差  $\phi$  を算出する位相差算出器

#### 【0011】

【数 5】  $\phi = \phi_{N-1} + 2m\pi$

【0012】(ホ) 受信目標の方位角を前記方位角測定アンテナのボアサイト軸から  $\theta$  としたとき、その目標方位角  $\theta$  を式 6 により算出する方位角算出器

$$\begin{aligned} \phi_{n+1} - \phi_n &= (n+1)\theta_d - 2(k+1)\pi - (n\theta_d - 2k\pi) \\ &= \theta_d - 2\pi \end{aligned}$$

#### 【0013】

##### 【数 6】

$$\theta = \sin^{-1} \frac{\lambda \phi}{2\pi (N-1) D}$$

【0014】第 2 の発明は、方位角測定アンテナをそのボアサイト軸の向きが機械回転式アンテナのボアサイト軸の向きと一致して回転するように搭載して第 1 の発明の方位角測定装置を具備する回転アンテナレーダ装置である。

#### 【0015】

【発明の実施の形態】発明が解決しようとする課題で述べたように、アンテナ素子が 2 個でその受信信号間の位相差を測定することにより電波到来の方位角を知ろうとする場合には 2 つの受信信号間の位相差が  $2\pi$  ラジアン以下でなければならないという制約がある。これに対して第 1 の発明においては間隔  $D$  で  $N$  個のアンテナ素子が直線状に配列されている。今、 $N$  個のアンテナ素子のうち位相差が最も小さい 2 個のアンテナ素子の間隔は前記  $D$  である。この 2 個のアンテナ素子の受信信号間の位相差はやはり  $2\pi$  ラジアン以下でなければならないという制約はある。今この間隔  $D$  の 2 個のアンテナ素子の受信信号間の  $2\pi$  ラジアン以下の位相差を  $\theta_d$  とすれば、間隔が  $2D$  の 2 個のアンテナ素子の受信信号間の位相差は  $2\theta_d$ 、間隔が  $3D$  の 2 個のアンテナ素子の受信信号間の位相差は  $3\theta_d$ 、同様にして間隔が  $nD$  の場合の位相差は  $n\theta_d$ 、最後に  $N$  個のアンテナ素子のうち最も間隔の大きい 2 個のアンテナ素子の受信信号間の位相差は  $(N-1)\theta_d$  となる。

【0016】一方、上記各 2 個のアンテナ素子の受信信号を入力とする第 1 から第  $(N-1)$  の各位相検波器の出力位相差  $\phi_n$  は、入力 2 信号の位相差  $\phi$  が、 $2k\pi \leq \phi < 2(k+1)\pi$  のとき (但し  $k = 0, 1, 2, 3, \dots$ )、位相検波器の  $2\pi$  ラジアン繰り返し特性により、 $\phi_n = \phi - 2k\pi$  の位相差として出力される。

【0017】従って、第  $n$  の位相検波器への 2 つの入力信号の位相差  $n\theta_d$  が  $2k\pi$  ラジアンと  $2(k+1)\pi$  ラジアンの間にあるときの出力位相差  $\phi_n$  は  $n\theta_d - 2k\pi$  となる。そして次の第  $(n+1)$  の位相検波器への 2 つの入力信号の位相差  $(n+1)\theta_d$  ラジアンが次の  $2\pi$  ラジアン即ち  $2(k+1)\pi$  ラジアンを越えたときのその出力位相差  $\phi_{n+1}$  は  $(n+1)\theta_d - 2(k+1)\pi$  ラジアンとなる。ここで、 $\phi_n$  と  $\phi_{n+1}$  の大小関係を見るために  $\phi_{n+1}$  から  $\phi_n$  を引いて見ると式 7 のようになる。

#### 【0018】

##### 【数 7】

【0019】 $\theta_d$  は  $2\pi$  ラジアンより小であるから数式 7 は負、即ち数式 8 のようになる。

【0020】

【数8】 $\phi_{n+1} - \phi_n < 0 \therefore \phi_n > \phi_{n+1}$

【0021】以上のことから、位相検波器への入力信号の位相差が  $\theta_d, 2\theta_d, 3\theta_d, \dots, n\theta_d, \dots, (N-1)\theta_d$  と変化して行った場合これらの値が  $2\pi, 4\pi, 6\pi, \dots, 2k\pi, \dots$  を越えるところで位相検波器の出力位相差は越える直前の値より小さくなるということである。

【0022】即ち、第 1 の位相検波器の出力位相差から第  $(N-1)$  の位相検波器の出力位相差までを順に並べた場合に、隣接する出力位相差間で後順位の値が前順位の値よりも小さくなっているところでは入力信号の位相差が  $2\pi$  ラジアンの節目を越えたことを意味する。従って、第 1 から第  $(N-1)$  までの序列において、後順位の出力位相差が直ぐ前順位のそれよりも小なる場合が  $m$  回あったとすれば、第  $(N-1)$  の位相検波器への 2 つの入力信号の位相差  $(N-1)\theta_d$  は  $2m\pi$  ラジアンを越えていることを意味する。第  $(N-1)$  の位相検波器の出力位相差  $\phi_{N-1}$  は入力信号の位相差  $(N-1)\theta_d$  から  $2m\pi$  を減じた値として出力されているから、これらの関係は数式 9 のようになる。

【0023】

【数9】 $(N-1)\theta_d = \phi_{N-1} + 2m\pi$

【0024】このように、第 1 の位相検波器から第  $(N-1)$  の位相検波器までの出力位相差の序列から次順位の出力位相差の値が前順位の出力位相差より小さくなる場合の数  $m$  を知ることによって、隣接するアンテナ素子間の距離  $D$  の  $(N-1)$  倍の間隔の 2 つのアンテナ素子からの入力信号間の位相差  $(N-1)\theta_d$  を知ることができることになる。このことは、従来、2 つのアンテナ素子間の距離は、2 つのアンテナ素子の受信信号  $\theta_d$  が  $2\pi$  ラジアンを越えないように  $D$  でなければならなかつたのを、 $D$  の  $(N-1)$  倍まで大きくできることを意味する。このことは、数式 3 における距離  $D_0$  を大きくできるということであり、 $D_0$  が大になれば、目標の方位角  $\theta$  の僅かな変化に対しても位相差  $\phi$  の変化が大きく表われ、その結果、方位角  $\theta$  の測定精度を著しく向上できるということになる。

【0025】本発明の方位角測定装置は、電波を放射する目標に対しては単独で用いることができる。方位角測定アンテナのボアサイトの向きは、極く限られた方位範囲に存在する目標のみを対象とする場合にはその方位範囲の中間方位に向けて固定してもよいし、目標が特定の方位範囲に限られない場合には回動可能式或いは回転式としてもよい。いずれの場合も方位角測定アンテナのボアサイト方向を基準とした目標の方位角  $\theta$  を測定することになる。

【0026】以上は、目標自体が電波放射源である場合

であるが、目標自体が電波放射源でなくとも、例えば 1 次レーダから放射された電波を受けてそれを反射する場合であっても目標の方位角測定は可能である。具体的には、アンテナを機械的に回転させつつ、パルス状の電磁波を定められた周期で送信し、目標からの反射波を受信することにより、目標の方位角および距離を探知するレーダ装置のアンテナにボアサイト軸の向き同士を一致させて搭載し、レーダ装置の捉えた目標に対し、レーダ装置よりも高精度で目標の方位角を測定する形態である。

【0027】方位角測定アンテナのアンテナ素子はパッチアンテナ或いはホーンアンテナ等同一指向特性のものが用いられる。隣接するアンテナ素子の間隔  $D$  をどれほどにするかは対象電波の周波数において、測定しようとする目標方位角  $\theta$  の最大測定角度  $\theta_{max}$  に対して、数式 3 の  $D_0$  に  $D$  を入れて算出される位相差  $\phi$  が  $2\pi$  ラジアンを越えないような間隔に定められる。

【0028】また、アンテナ素子の数  $N$  を何個にするかは、方位角測定の精度をアンテナ素子が 2 個の場合の何倍にするかということによって定まる。数式 3 を見ればアンテナ素子間の距離  $D_0$  が大きい程目標の方位角  $\theta$  の変化に対する位相差  $\phi$  の変化の度合は比例的に大きくなる。従って、精度を  $(N-1)$  倍に高めたい場合はアンテナ素子の数を  $N$  個にすればよいことになる。

【0029】

【実施例】以下、本発明の実施例を図面を参照して説明する。図 1 は、本発明の方位角測定装置の実施例の構成を示すブロック図である。方位角測定アンテナ 1 は直線状に配列された 5 個のアンテナ素子 2 ~ 6 で構成されている。即ち  $N = 5$  である。アンテナ素子 2 ~ 6 の隣接間隔  $D$  は、対象電波の波長を  $\lambda$  として  $10\lambda$  の等間隔となっている。各アンテナ素子の受信信号は位相検波器へ入力される。位相検波器 7 へはアンテナ素子 4 と同 5 の受信信号が入力されている。アンテナ素子 4 と同 5 の間隔は  $D \times 1 (= 10\lambda)$  であるので第 1 の位相検波器ということになる。

【0030】位相検波器 8 へはアンテナ素子 2 と同 4 の受信信号が入力されており両者の間隔は、 $D \times 2 = 20\lambda$  であるので第 2 の位相検波器ということになる。位相検波器 9 へはアンテナ素子 3 と同 6 の受信信号が入力されており両者の間隔は  $D \times 3 = 30\lambda$  であるので第 3 の位相検波器ということになる。位相検波器 10 へはアンテナ素子 2 と同 6 の受信信号が入力されており両者の間隔は  $D \times 4 = 40\lambda$  であるので第 4 の位相検波器ということになる。

【0031】第 1 から第 4 の各位相検波器の出力位相差  $\phi_1, \phi_2, \phi_3, \phi_4$  は  $m$  値検出器 11 へ送られる。ここでは、出力位相差を  $\phi_1, \phi_2, \phi_3, \phi_4$  の順序で見た場合隣接する相互間で後順位の値が前順位の値より小さくなっている場合の数  $m$  を検出する。例えば、 $\phi_1 < \phi_2 < \phi_3 < \phi_4$  であれば  $m = 0$  を検出し、 $\phi_1 > \phi_2 > \phi_3 > \phi_4$

$\phi_4$  であれば  $m=1$  を検出し、 $\phi_1 > \phi_2 > \phi_3 > \phi_4$  であれば  $m=2$  を検出し、 $\phi_1 > \phi_2 > \phi_3 > \phi_4$  であれば  $m=3$  を検出する。この  $m$  の値は、第4の位相検波器（位相検波器10）の入力信号即ち間隔の最も広いアンテナ素子2とアンテナ素子6の受信信号間の位相差が  $2m\pi$  を越えていることを示していることになる。そこで第4の位相検波器（位相検波器10）の出力位相差  $\phi_4$  と  $m$  の値を位相差算出器12へ送りここで、第4の位相検波器への入力信号の位相差  $\phi$ （これは第1の位相検波器への入力信号の位相差の4倍）を数式9によって算出する。即ち、具体的には数式10の演算を行う。

【0032】

【数10】  $\phi = \phi_4 + 2m\pi$ 

【0033】 こうして、最大間隔であるアンテナ素子2とアンテナ素子6の受信信号間の真の位相差  $\phi$  が求められる。今、図1において、方位角測定アンテナ1のボアサイト軸Bに対して方位角  $\theta$  から電波が到来した場合における最大間隔のアンテナ素子の受信信号間の位相差  $\phi$  は数式3と同様に数式11の関係となる。

【0034】

【数11】

$$\phi = \frac{2\pi(N-1)D}{\lambda} \sin \theta$$

【0035】 これより、 $\theta$  を求めると数式6のようになる。この数式6に  $N=5$ 、  $D=10\lambda$  を代入すると数式12のようになる。

【0036】

【数12】

$$\theta = \sin^{-1} \frac{\lambda \phi}{2\pi(5-1) \cdot 10\lambda}$$

$$= \sin^{-1} \frac{\phi}{80\pi}$$

【0037】 この数式12の中に数式10で求められた  $\phi$  の値を代入することにより目標の方位角  $\theta$  が算出されるわけである。方位角算出器13は位相差算出器12から入力信号位相差  $\phi$  の信号を受けて数式12の演算を行う演算器である。以上の実施例において、目標の方位角  $\theta$  が0.1度から5度までの各場合について、第1の位相検波器から第4の位相検波器（位相検波器7から同10）の出力位相差角を表1に示す。単位はラジアンである。

【0038】

【表1】

$\theta$ (度)	位相検波器7	位相検波器8	位相検波器9	位相検波器10	$m$
0.1	0.11(0.11)	0.22(0.22)	0.33(0.33)	0.44(0.44)	0
0.2	0.22(0.22)	0.44(0.44)	0.66(0.66)	0.88(0.88)	0
0.5	0.55(0.55)	1.10(1.10)	1.64(1.64)	2.19(2.19)	0
1.0	1.10(1.10)	2.19(2.19)	3.29(3.29)	4.39(4.39)	0
1.5	1.64(1.64)	3.29(3.29)	4.93(4.93)	6.58(6.58)	1
2.0	2.19(2.19)	4.39(4.39)	6.58(6.58)	8.77(8.77)	1
2.5	2.84(2.84)	5.39(7.67)	11.51(11.51)	15.34(15.34)	2
3.0	3.29(3.29)	6.58(6.58)	9.87(9.87)	13.15(13.15)	2
3.5	3.84(3.84)	7.67(7.67)	11.51(11.51)	15.34(15.34)	2
4.0	4.38(4.38)	8.77(8.77)	13.15(13.15)	17.53(17.53)	2
5.0	5.48(5.48)	10.95(10.95)	16.43(16.43)	21.9(21.9)	3

【0039】 括弧内の数字はそのときの位相検波器への2入力信号間の位相差角である。出力位相差角は、入力位相差角が  $2\pi$  ラジアンを越えたときには入力位相差角から  $2\pi$  ラジアンを減じた値、  $4\pi$  ラジアンを越えたときには  $4\pi$  ラジアンを減じた値、  $6\pi$  ラジアンを越えたときには  $6\pi$  ラジアンを減じた値となっている。そして、1つの目標方位角について、位相検波器7、8、9、10の出力位相差を見ていった場合、値が増加している場合には右上りの矢印を、減少している場合には右

下りの矢印を付してある。この右下りの矢印の数が  $m$  であり、その値が右側欄に示されている。

【0040】 この表によれば、  $\theta=3.0$  度のときの位相検波器10の出力位相差は  $0.59$  ラジアンであるが実際の入力信号の位相差は、  $m$  が  $2\pi$  であるから  $0.59$  ラジアンに  $2m\pi$  即ち  $4\pi=4 \times 3.14=12.56$  ラジアンを加えた  $13.15$  ラジアンということになる。これがアンテナ素子2の受信信号とアンテナ素子6の受信信号との実際の位相角ということになる。このように、位相検波器10の

出力位相差は0.59ラジアンであってもmを求めるにによりアンテナ素子2とアンテナ素子6との $2\pi$ ラジアンを越える真の位相差を知ることができ、アンテナ素子の間隔が10入の場合に較べて4倍の精度で目標の方位角測定ができる。

【0041】図2は第2の発明として、従来の機械回転式アンテナレーダ装置に本発明の方位角測定装置を組み合わせた回転アンテナ式レーダ装置である。15は従来のレーダ装置の回転アンテナであり、16は同じくペデスタル及び送受信機であり、17は同じくレーダ指示器である。そして回転アンテナ15の上に本発明の方位角測定装置の方位角測定アンテナ1を、両アンテナのボアサイト軸の向きが一致するようにして搭載している。そしてレーダ指示器17の設置場所近くに演算器14を設け、m値検出、位相差算出、方位角算出等を行わせている。位相検波器7~10は入力信号の伝送損失を考えると方位角測定アンテナ1の筐体内に設けるのが望ましい。

【0042】しかし、方位角測定装置の方位角測定アンテナ1以外の構成をどのような場所に設けるかということは発明の要素とはなっていないので、個々の具体的設計に応じて他の条件から要請されるところにより決定すればよいことである。こうして、回転アンテナレーダ装置が捕捉した目標について、回転アンテナレーダ装置よりも高精度の目標方位角測定が可能となる。

#### 【0043】

【発明の効果】以上説明したように、第1の発明の方位角測定装置は複数(N)個の指向特性の同じアンテナ素子を等間隔Dで直線状に配列し、間隔が、それぞれD、 $2D$ 、 $3D$ 、……、 $(N-1)D$ となる2つのアンテナ素子の受信信号を、各間隔に対応して設けられた位相検波器へ入力して、その出力位相差を得、この出力位相差をアンテナ素子間隔の狭い方から順に見て行った場合、前順位の値よりも次順位の値が小さくなっている場合の数mを検出することにより、 $(N-1)D$ の間隔の2つのアンテナ素子の受信信号間の位相差を、該受信信号が入力されている位相検波器の出力位相差に $2m\pi$ ラジア

ンを加えることによって得られるので、この入力位相差を用いて目標の方位角を算出することができ、入力位相差が $2\pi$ ラジアンを越えてはならない間隔Dの( $N-1$ )倍の間隔で得た入力位相差に基づいて目標の方位角を算出できることになり、その結果、アンテナ素子を2個しか用いない場合の( $N-1$ )倍の精度で目標の方位角測定ができるという利点がある。

【0044】また、第2の発明の回転アンテナレーダ装置は、第1の発明装置の方位角測定アンテナをそのボアサイト軸の向きが機械式回転アンテナのボアサイト軸の向きと一致して回転するように搭載して第1の発明の方位角測定装置を具備しているので、回転アンテナレーダ装置の捕捉した目標について回転アンテナレーダ装置単独よりも高精度の方位角測定が可能であるという利点がある。

#### 【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の方位角測定装置の実施例の構成を示すブロック図である。

【図2】本発明の回転アンテナレーダ装置の実施例の斜視図である。

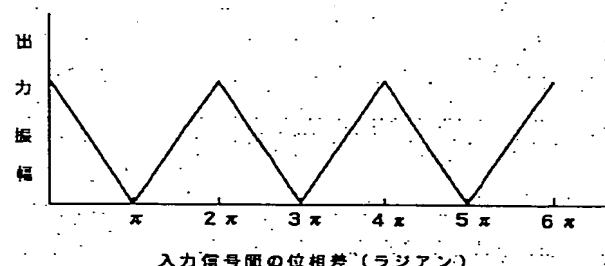
【図3】インタフェロメータ演算手法による方位角測定原理説明図である。

#### 【図4】位相検波器の特性図である。

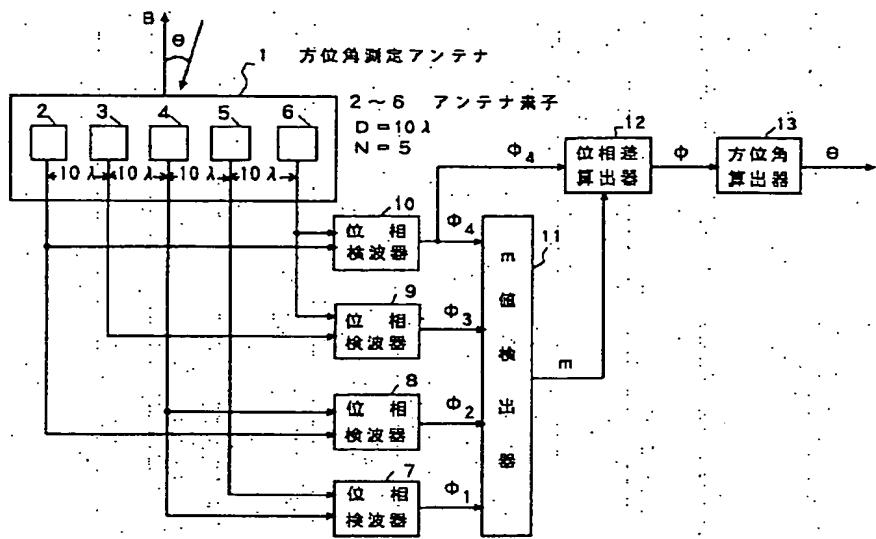
#### 【符号の説明】

1	方位角測定アンテナ
2~6	アンテナ素子
7~10	位相検波器
11	m値検出器
12	位相差算出器
13	方位角算出器
14	演算器
15	回転アンテナ
16	ペデスタル及び送受信機
17	レーダ指示器
18	ケーブル
19	アンテナ素子
20	アンテナ素子

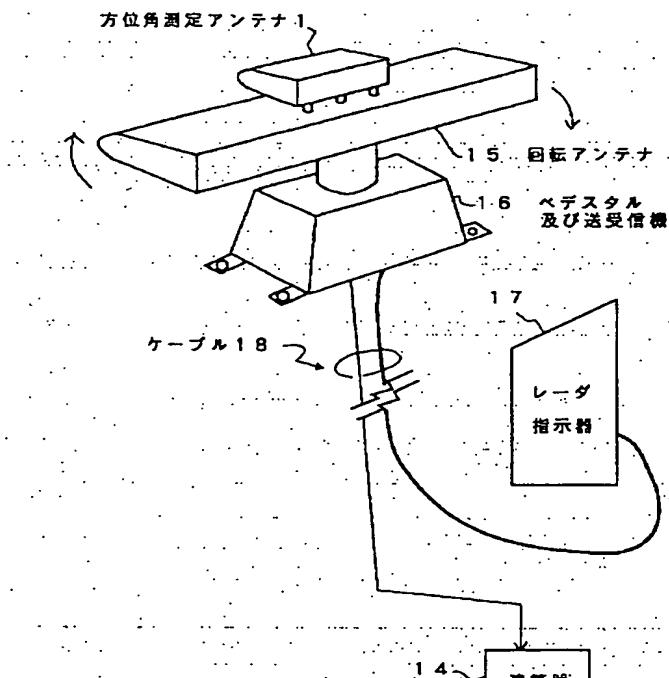
#### 【図4】



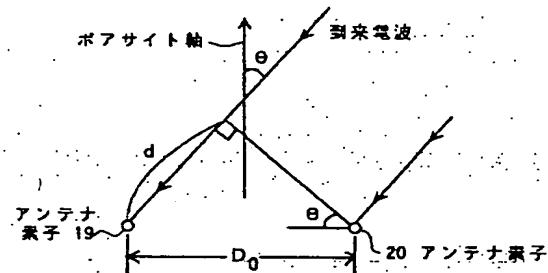
【図1】



【図2】



【図3】





(1)

(19)日本国特許庁 (JP)

## (12) 公開特許公報 (A)

(11)特許出願公開番号

特開2000-230974

(P2000-230974A)

(43)公開日 平成12年8月22日 (2000.8.22)

(51) Int.Cl.  
G 0 1 S 13/44  
13/93  
// G 0 1 S 7/02

識別記号

F I  
G 0 1 S 13/44  
7/02  
13/93

テマコト(参考)  
5 J 0 7 0  
F  
Z

審査請求 未請求 請求項の数 5 O L (全 6 頁)

(21)出願番号 特願平11-31797  
(22)出願日 平成11年2月9日 (1999.2.9)

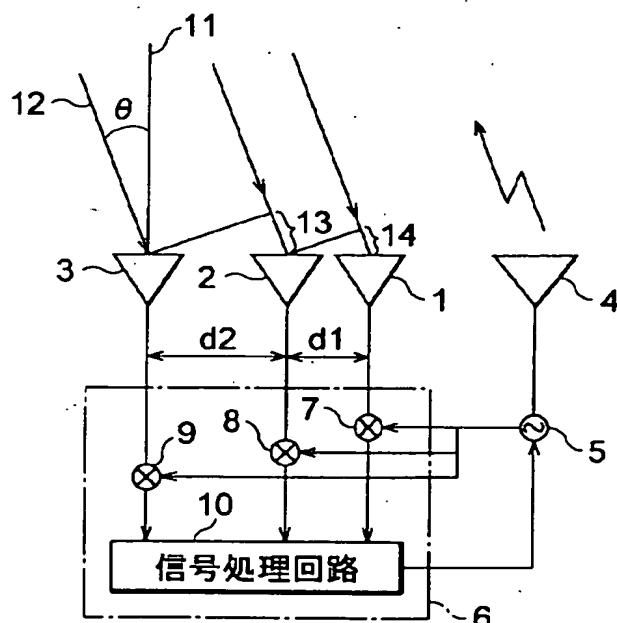
(71)出願人 000003207  
トヨタ自動車株式会社  
愛知県豊田市トヨタ町1番地  
(72)発明者 所 節夫  
愛知県豊田市トヨタ町1番地 トヨタ自動車株式会社内  
(74)代理人 100088155  
弁理士 長谷川 芳樹 (外1名)  
Fターム(参考) 5J070 AB01 AC02 AC06 AC13 AD07  
AD08 AE20 AH04 AH26 AH34  
AK07

## (54)【発明の名称】 レーダ装置

## (57)【要約】

【課題】位相モノパルス方式のレーダ装置において、位相折り返しに起因する誤検知を防止できるレーダ装置を提供すること。

【解決手段】複数の素子アンテナを有する受信アンテナを備え、素子アンテナ間での受信信号の位相差から目標物の方位を検出する信号処理部を備えたレーダ装置において、信号処理部は、複数の素子アンテナのうち間隔d1で配置された素子アンテナ間での受信信号の位相差から目標物の方位を算出して第1予測方位とし、複数の素子アンテナのうち間隔d1と異なる間隔d2で配置された素子アンテナ間での受信信号の位相差から目標物の方位を算出して第2予測方位とする算出手段と、第1予測方位と第2予測方位とを比較し、両者が一致したときの方位を検出方位として採用する判定手段とを備えることを特徴とする。



## 【特許請求の範囲】

【請求項1】複数の素子アンテナを有する受信アンテナを備え、前記素子アンテナ間での受信信号の位相差から目標物の方位を検出する信号処理部を備えたレーダ装置において、前記信号処理部は、

前記複数の素子アンテナのうち間隔d1で配置された素子アンテナ間での受信信号の位相差から目標物の方位を算出して第1予測方位とし、前記複数の素子アンテナのうち前記間隔d1と異なる間隔d2で配置された素子アンテナ間での受信信号の位相差から目標物の方位を算出して第2予測方位とする算出手段と、

前記第1予測方位と前記第2予測方位とを比較し、両者が一致したときの方位を検出方位として採用する判定手段と、

を備えることを特徴とするレーダ装置。

【請求項2】前記第1および第2予測方位が、いずれも位相折り返しを考慮することなく算出されたものであることを特徴とする請求項1に記載のレーダ装置。

【請求項3】前記第1および第2予測方位の少なくともいずれか一方が位相折り返しを考慮して算出されたものであることを特徴とする請求項1に記載のレーダ装置。

【請求項4】前記第1および第2予測方位の算出において考慮される前記位相折り返しの折り返し数は、前記受信信号波長、前記間隔d1およびd2、並びに目標視野角度に応じて制限されていることを特徴とする請求項3に記載のレーダ装置。

【請求項5】前記素子アンテナと前記信号処理部との接続をスイッチにより切り換えることを特徴とする請求項1～4のいずれか一項に記載のレーダ装置。

## 【発明の詳細な説明】

## 【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、目標物の方位（角度）を検出することができるレーダ装置、特に、複数の素子アンテナを有する受信アンテナを備え、素子アンテナ間での受信信号の位相差から目標物の方位を検出するレーダ装置に関するものである。

## 【0002】

【従来の技術】この種のレーダ装置として位相モノパルスレーダ装置が知られている。特開平9-288178号公報に記載された車載モノパルスレーダ装置はその一例である。

## 【0003】

【発明が解決しようとする課題】位相モノパルスレーダ装置では、素子アンテナ間隔dが送受信信号の半波長よりも大きい場合には、位相差が $\pm \pi$ を越えるいわゆる位相折り返し（アンビギュイティ）が発生することがある。そして、位相折り返しが生じるような方位に存在する目標物からの反射波を受信したときには、目標物の方

位を誤って検知してしまうおそれがある。

【0004】このような問題に対して、通常は、検知範囲では位相折り返しが生じないように、アンテナ間隔や電波の波長を設計している。しかし、これでは設計の自由度が大きく制限されてしまうため、その対策が求められていた。

## 【0005】

【課題を解決するための手段】本発明のレーダ装置は、このような課題を解決するためになされたものであり、複数の素子アンテナを有する受信アンテナを備え、素子アンテナ間での受信信号の位相差から目標物の方位を検出する信号処理部を備えたレーダ装置において、信号処理部は、複数の素子アンテナのうち間隔d1で配置された素子アンテナ間での受信信号の位相差から目標物の方位を算出して第1予測方位とし、複数の素子アンテナのうち間隔d1と異なる間隔d2で配置された素子アンテナ間での受信信号の位相差から目標物の方位を算出して第2予測方位とする算出手段と、第1予測方位と第2予測方位とを比較し、両者が一致したときの方位を検出方位として採用する判定手段とを備えることを特徴とする。

【0006】位相折り返しを考慮せずに第1予測方位および第2予測方位を算出したとき、素子アンテナ間隔d1およびd2のいずれの素子アンテナ対の位相差にも位相折り返しが生じていなければ、第1予測方位と第2予測方位の値は一致する。したがって、判定手段がその値を検出方位として採用する。この検出方位は実際の方位と一致している。

【0007】一方、少なくともいずれかの素子アンテナ対に対して位相折り返しが生じるような方位にある目標物から反射波が到来した場合には、位相折り返しを考慮せずに第1予測方位および第2予測方位を算出したとき、第1予測方位と第2予測方位の算出結果は異なる。間隔d1と間隔d2の値が異なるためである。したがって、判定手段はいずれの予測方位も検出方位として採用しない。その結果、誤った方位検出を避けることができる。

【0008】算出手段は、第1および第2予測方位の算出の際に、位相折り返しを考慮して算出することが望ましい。たとえば、位相折り返しを考慮せずに第1および第2予測方位を算出した結果、両者が異なる値となったときに、位相折り返しを考慮して第1および第2予測方位を算出する。位相折り返し数を順次変化させながら第1および第2予測方位を算出し、両者が一致すれば、判定手段がその値を検出方位として採用する。このようにして得られた検出方位は実際の方位と一致している。

【0009】位相折り返しを考慮して第1および第2予測方位を算出する際の位相折り返し数のとりうる範囲を、受信信号波長、前記間隔d1およびd2、並びに目標視野角度に応じて制限することが望ましい。

【0010】位相折り返し数を実際に生じうる範囲に制限することができ、これにより、検出方位を短時間に求めることができる。

【0011】各素子アンテナがスイッチによって選一的に信号処理部に接続されるように構成すれば、ダウンコンバート用ミキサのような高周波回路を共通化することができ、信号処理部を低価格化できる。

【0012】

【発明の実施の形態】図1は本発明の一実施形態であるレーダ装置を示す構成図である。このレーダ装置は位相モノパルスレーダ装置であり、目標物の方位（角度 $\theta$ ）を検出するものである。

【0013】受信アンテナは素子アンテナ1～3で構成されている。素子アンテナ1と素子アンテナ2との間隔 $d_1$ と素子アンテナ2と素子アンテナ3の間隔 $d_2$ は異なっている。ここでは、 $d_1 < d_2$ となっている。

【0014】素子アンテナ1～3は、信号処理部6内に設けられたミキサ7～9の一方の入力端子にそれぞれ接続されている。ミキサ7～9の他方の入力端子には送信信号を生成する発振器5が接続されており、各ミキサ7～9は、素子アンテナ1～3で受信した信号を送信信号によってダウンコンバートして信号処理回路10に入力する。

【0015】信号処理回路10は、素子アンテナ毎のダウンコンバートされた受信信号を入力し、それぞれに所定の信号処理を施して素子アンテナ間の受信信号位相差を求め、その位相差から目標物の方位を求める。また、信号処理回路10は、発振器5を制御して所望の送信信

$$\theta_1(i) = \sin^{-1} \{ A \times (\phi_1 + i \cdot 2\pi) / d_1 \} \quad \dots (1)$$

$$\theta_2(j) = \sin^{-1} \{ A \times (\phi_2 + j \cdot 2\pi) / d_2 \} \quad \dots (2)$$

ただし、 $A = (\text{電波の波長} / 2\pi)$  であり、 $i, j = \dots -2, -1, 0, 1, 2, \dots$ である。

【0022】上記(1)式および(2)式において、 $i, j = 0$ のときは位相折り返しがない場合を意味する。

【0023】図3は、2つの目標物、すなわち、方位 $\theta$ にある第1目標物と方位 $\theta'$ にある第2目標物について、それぞれ位相折り返しを考慮した位相差と方位との関係を示す図である。横軸に目標物の方位（ここでは $\theta$ に代えて $\sin \theta$ をとっている）をとり、縦軸に位相折り返しを考慮した位相差（ $\phi_1 + i \cdot 2\pi$ 、または $\phi_2 + j \cdot 2\pi$ ）をとっている。

【0024】同図において、実線31は間隔 $d_1$ の素子アンテナ対についての位相折り返しを考慮した位相差（ $\phi_1 + i \cdot 2\pi$ ）と方位（ $\sin \theta$ ）との関係を示す特性である。破線32は間隔 $d_2$ の素子アンテナ対についての位相折り返しを考慮した位相差（ $\phi_2 + j \cdot 2\pi$ ）と方位（ $\sin \theta$ ）との関係を示す特性である。

【0025】方位 $\theta$ にある第1目標物について、間隔 $d_1$ の素子アンテナ対で位相差 $\phi_1$ 、間隔 $d_2$ の素子アン

号を生成せしめる。送信信号は、送信アンテナ4から放射されると共に、その一部がミキサ7～9に供給される。

【0016】実線11は素子アンテナ1～3の正面方向を示し、実線12は図示省略した目標物の方位を示している。目標物の方位は正面方向11に対する角度 $\theta$ で表す。符号13は目標物で再放射された電波が素子アンテナ2および3に到達するまでの距離差を示し、符号14は同じく素子アンテナ1および2に到達するまでの距離差を示している。距離差13および14は、幾何学理論によりそれぞれ $d_2 \sin \theta$ および $d_1 \sin \theta$ と表すことができる。

【0017】図2は信号処理回路10での処理手順を示すフローチャートである。

【0018】まず、ステップS1において、素子アンテナ1および2における位相差 $\phi_1$ および素子アンテナ2および3における位相差 $\phi_2$ を演算により求める。ただし、 $-\pi < \phi_1 < \pi$ 、 $-\pi < \phi_2 < \pi$ である。

【0019】つぎに、ステップS2では、位相差 $\phi_1$ に基づいて目標物の予測方位 $\theta_1$ を求め、位相差 $\phi_2$ に基づいて同じ目標物の予測方位 $\theta_2$ を求める。ここでは、位相折り返しがないと仮定した場合の予測方位 $\theta_1$ および $\theta_2$ を求めるだけでなく、位相折り返しがあると仮定した場合の予測方位 $\theta_1$ および $\theta_2$ も求める。

【0020】つまり、予測方位 $\theta_1$ および $\theta_2$ を次の式に基づいて算出する。

【0021】

$$\theta_1(0) = \sin^{-1} \{ A \times \phi_1 / d_1 \} \quad \dots (3)$$

$$\theta_2(0) = \sin^{-1} \{ A \times \phi_2 / d_2 \} \quad \dots (4)$$

テナ対で位相差 $\phi_2$ が得られたとする。 $\phi_1$ および $\phi_2$ をそれぞれ上記(1)式および(2)式に $i, j = 0$ としてそれぞれ代入し、位相折り返しを考慮しない予測方位 $\theta_1$ および $\theta_2$ を求める。すなわち、

$$\theta_1(0) = \sin^{-1} \{ A \times \phi_1 / d_1 \} \quad \dots (3)$$

$$\theta_2(0) = \sin^{-1} \{ A \times \phi_2 / d_2 \} \quad \dots (4)$$

を求める。

【0026】 $\theta_1(0) = \theta_2(0)$  であれば、その値が実方位 $\theta$ に他ならない。第1目標物の場合、 $\sin \theta$ 軸上のポイントAで示されるように、 $\sin \theta_1(0) = \sin \theta_2(0)$ 、すなわち $\theta_1(0) = \theta_2(0)$  であるので、実方位 $\theta = \theta_1(0) = \theta_2(0)$  となる。

【0027】次に、方位 $\theta'$ にある第2目標物について検討する。間隔 $d_1$ の素子アンテナ対で位相差 $\phi_1$ 、間隔 $d_2$ の素子アンテナ対で位相差 $\phi_2$ が得られたとする。

【0028】第1目標物のときと同様に、まず、 $\phi_1$ および $\phi_2$ をそれぞれ上記(1)式および(2)式に $i, j = 0$ としてそれぞれ代入し、位相折り返しを考慮しない予測方位 $\theta_1$ および $\theta_2$ を求める。

【0029】その結果、位相差 $\phi^1$ に基づく予測方位 $\theta^1(0)$ を三角関数で表した $\sin\theta^1(0)$ は $\sin\theta$ 軸上のポイントBで示す値となり、位相差 $\phi^2$ に基づく予測方位 $\theta^2(0)$ を三角関数で表した $\sin\theta^2(0)$ は $\theta$ 軸上のポイントCで示す値となった。この図から明らかなように $\sin\theta^1(0) \neq \sin\theta^2(0)$ であり、したがって、 $\theta^1(0) \neq \theta^2(0)$ である。

$$\theta^1(1) = \sin^{-1} \{ A \times (\phi^1 + 2\pi) / d_1 \} \quad \dots (5)$$

$$\theta^2(1) = \sin^{-1} \{ A \times (\phi^2 + 2\pi) / d_2 \} \quad \dots (6)$$

を求める。

【0032】その結果、予測方位 $\theta^1(1)$ を三角関数で表した $\sin\theta^1(1)$ および予測方位 $\theta^2(1)$ を三角関数で表した $\sin\theta^2(1)$ は、いずれも $\sin\theta$ 軸上のポイントDで示す値となり、両者一致した。したがって、第2目標物の実方位 $\theta^1$ は、 $\theta^1(1) (= \theta^2(1))$ と決定することができる。

【0033】以上のように、各素子アンテナ対から得られた位相差 $\phi^1$ および $\phi^2$ を上記(1)および(2)式に代入し、iおよびjを順次変化させることにより、2つの素子アンテナ対によるそれぞれの予測方位が一致するiおよびjを試行錯誤的に見いだすことにより、目標物の実方位 $\theta$ を検出することができる。

【0034】iおよびjは、それぞれ間隔 $d_1$ および $d_2$ の各素子アンテナ対における位相折り返し数を示している。iおよびjのとりうる範囲は、受信信号波長、間隔 $d_1$ および $d_2$ 、目標視野角度等に応じて制限することができる。このレーダ装置を車載用として用いる場合、目標視野角度は通常180度またはそれ以下、すなわち、中心方向11度に対して最大で左右90度の範囲である。図3では目標視野角度を-90度から+90度までとしており、予測方位 $\theta^1$ および $\theta^2$ がそれぞれ-1≤ $\sin\theta^1$ ≤+1および-1≤ $\sin\theta^2$ ≤+1を満足する範囲でiおよびjを変化させねばよい。

【0035】図4は本発明の第2実施形態を示す構成図である。上述した第1実施形態は、位相モノパルスレーダ装置であったが、本発明は図4に示すようなDBF(ディジタル・ビーム・フォーミング)レーダ装置にも適用することができる。

【0036】このDBFレーダ装置は、連続波(CW)に周波数変調(FM)を掛けた送信信号を用いるFM-CWレーダ装置でもある。

【0037】受信アンテナは素子アンテナ41～44を含む素子アンテナアレイで構成されている。送信アンテナ52には電圧制御型発振器51の出力端子が接続されている。電圧制御型発振器51は、信号処理回路49から与えられる制御電圧によって、周波数 $f_0$ の搬送波に対して周波数変調幅 $\Delta F$ の三角波変調を掛けた信号、すなわち、周波数 $f_0 \pm \Delta F/2$ の被変調波(送信信号)を出力する。この被変調波は送信アンテナ52から放射

【0030】この結果から判ることは、第2目標物の実方位 $\theta^1$ は、2つの素子アンテナ対のいずれか一方または双方において位相折り返しを生じさせる角度であるということである。

【0031】つぎに、 $\phi^1$ および $\phi^2$ をそれぞれ上記(1)式および(2)式にi, j=1としてそれぞれ代入し、1回の位相折り返しを考慮した予測方位 $\theta^1$ および $\theta^2$ を求める。すなわち、

$$\theta^1(1) = \sin^{-1} \{ A \times (\phi^1 + 2\pi) / d_1 \} \quad \dots (5)$$

$$\theta^2(1) = \sin^{-1} \{ A \times (\phi^2 + 2\pi) / d_2 \} \quad \dots (6)$$

される。

【0038】素子アンテナ41～48およびその他の素子アンテナにはミキサ45～48およびその他のミキサが1個づつ設けられている。各ミキサには電圧制御型発振器3からの送信信号の一部であるローカル信号が入力されており、それぞれの素子アンテナからの受信信号はこのローカル信号とミキシングされ中間周波数にダウンコンバートされる。このダウンコンバートによりFM-CWレーダ装置におけるビート信号(送信信号と受信信号の差信号)が得られる。

【0039】ミキサ45～48他と共に信号処理部50を構成する信号処理回路49は、ビート信号に対して高速フーリエ変換処理(FFT処理)およびDBF処理を施すことにより、目標物の距離、相対速度および方位を検出する。なお、三角波変調FM-CW方式による目標物の距離・相対速度の算出方法は公知であるので、説明を省略する。

【0040】また、信号処理回路49は、素子アンテナ42および43における受信信号の位相差 $\phi^1$ および素子アンテナ41および42における受信信号の位相差 $\phi^2$ に基づいて、目標物の正確な方位 $\theta$ を検出する処理を実行する。

【0041】受信アンテナを構成する各素子アンテナは、互いに隣接するもの同士の間隔が $d_1$ であるが、例外的に素子アンテナ41と素子アンテナ42との間隔が $d_2$ となっている。

【0042】図5は、本実施形態の動作手順を示すフローチャートである。

【0043】まず、ステップS21において、DBF合成により所定の視野内の物体検出を行う。ここで物体検出とは、物体(目標物)の距離、相対速度、および方位を検出することである。このときの検出結果のうち、方位については、グレーティングローブによる誤検知の可能性がある。そこで、ステップS22～24を実行することにより、方位について正しいか否かのチェックを行う。

【0044】ステップS22では、ステップS21での物体検出の結果、互いに距離、相対速度が等しい複数の検出物体があるか否かを判定する。そして、存在する場合には、それらの物体を以後の方位チェック処理の対象

から除外する。

【0045】距離、相対速度が等しい複数の検出物体が存在する場合には、以下に説明する方位チェック処理において誤った結果を導く可能性があるからである。

【0046】ステップS23では、ステップS22で除外されなかった検出物体について、改めて方位を求める。このとき、素子アンテナ間距離の異なる2つの素子アンテナ対を用いてそれぞれ別個に位相モノパルス方式により予測方位 $\theta_1$ および $\theta_2$ を求める。

$$\theta_1 (i) = \sin^{-1} \{ A \times (\phi_1 + i \cdot 2\pi) / d_1 \} \quad \dots (1)$$

$$\theta_2 (j) = \sin^{-1} \{ A \times (\phi_2 + j \cdot 2\pi) / d_2 \} \quad \dots (2)$$

ただし、 $i, j = -2, -1, 0, 1, 2, \dots$ である。そして、 $i$ および $j$ を変化させて、視野範囲内において $\theta_1 (i) = \theta_2 (j)$ が成立したとき、その値を物体の方位 $\theta$ とする。そのときの $i$ および $j$ の値は、第1実施形態の説明において既に説明したように、それぞれ第1素子アンテナ対における位相折り返し数および第2素子アンテナ対における位相折り返し数に相当する。

【0049】視野範囲内において $\theta_1 (i) = \theta_2 (j)$ が成立するような $i$ および $j$ が存在しなかった場合には、その物体に関してステップS21で得られた検出情報特に方位情報は誤りであるとして採用しない。

【0050】なお、 $\theta_1 (i) = \theta_2 (j)$ のとき、その値が物体の実方位 $\theta$ となることについては、第1実施形態において既に説明したのでここでの説明は省略する。

【0051】図6は本発明の第3実施形態であるレーダ装置を示す構成図である。この実施形態では、受信アンテナを構成する3つの素子アンテナがすべて等間隔 $d_1$ で配列されている点が第1実施形態と相違する。この実施形態では、第1素子アンテナ対については第1実施形態と同様に素子アンテナ1および2で構成するが、第2素子アンテナ対については素子アンテナ1および3で構成する。このようにすることにより、隣接する素子アンテナ同士の間隔がすべて $d_1$ であっても、第2素子アンテナ対の間隔を $d_1$ とは異なる $d_2$ とすることができます。

【0052】複数の送信アンテナで構成されたアレーランテナに関して、一つの素子アンテナだけを他の素子アンテナと異なる間隔で配置することは、すべての素子アンテナを等間隔で配置することに比較して、製造工程を大幅に増加させる。換言すると、本実施形態のように、すべての素子アンテナが間隔 $d_1$ で配置されている受信アンテナは製造が容易であり、安価に作製することができる。

【0053】図7は本発明の第4の実施形態であるレーダ装置を示す構成図である。このレーダ装置は第1実施形態の信号処理部6に代えて信号処理部74を備えてい

【0047】予測方位 $\theta_1$ および $\theta_2$ の求め方は、第1実施形態と同様である。すなわち、素子アンテナ間距離が $d_1$ である第1素子アンテナ対(42, 43)の位相差 $\phi_1$ および素子アンテナ間距離が $d_2$ である第2素子アンテナ対(41, 42)の位相差 $\phi_2$ をまず求める。ついで、予測方位 $\theta_1$ および $\theta_2$ を次の式に基づいて算出する。

【0048】

る。第1実施形態では、3つの素子アンテナ1～3に対してそれぞれミキサ7～9が対応していた。これに対して、本実施形態では信号処理部74がミキサ72を1個だけ備えており、スイッチ71で素子アンテナ1～3のいずれかと逐一的に接続できるようになっている。

【0054】スイッチ71では、信号処理回路73の制御のもとで高速で循環的に切り替えが行われる。これにより、素子アンテナ1～3で受けた信号を時分割してダウンコンバートし信号処理回路73に与えることができ、各素子アンテナの受信信号を実質的に第1実施形態と同様に並列処理することができる。

【0055】このように、スイッチ71を用いることにより、高価なミキサの数を減らすことができる。

【0056】

【発明の効果】以上説明したように、本発明のレーダ装置によれば、アンテナ間距離の異なる2つの素子アンテナ対で得られた位相差に基づいてそれぞれ別個に予測方位を求め、さらに両者を比較することにより、真の方位を知ることができる。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の一実施形態であるレーダ装置の構成図。

【図2】その動作手順を示すフローチャート。

【図3】本発明の検出原理を説明するためのグラフ。

【図4】本発明の第2実施形態であるレーダ装置の構成図。

【図5】その動作手順を示すフローチャート。

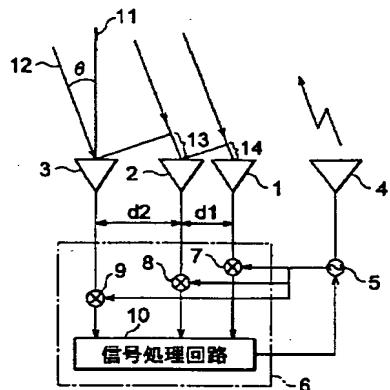
【図6】本発明の第3実施形態であるレーダ装置の構成図。

【図7】本発明の第4実施形態であるレーダ装置の構成図。

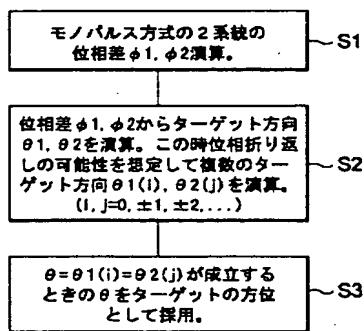
【符号の説明】

1～3, 3', 41～44…素子アンテナ、4…送信アンテナ、5…電圧制御型発振器、6, 50, 74…信号処理部、7～8, 45～48, 72…ミキサ、10, 10', 49, 73…信号処理回路。

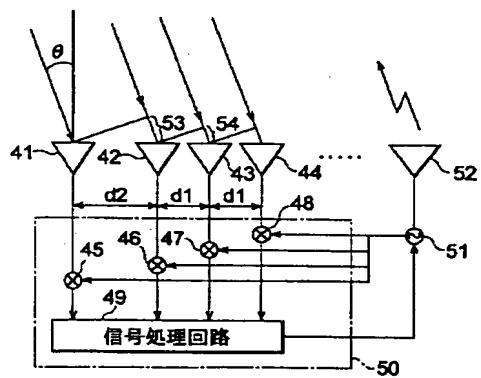
〔图1〕



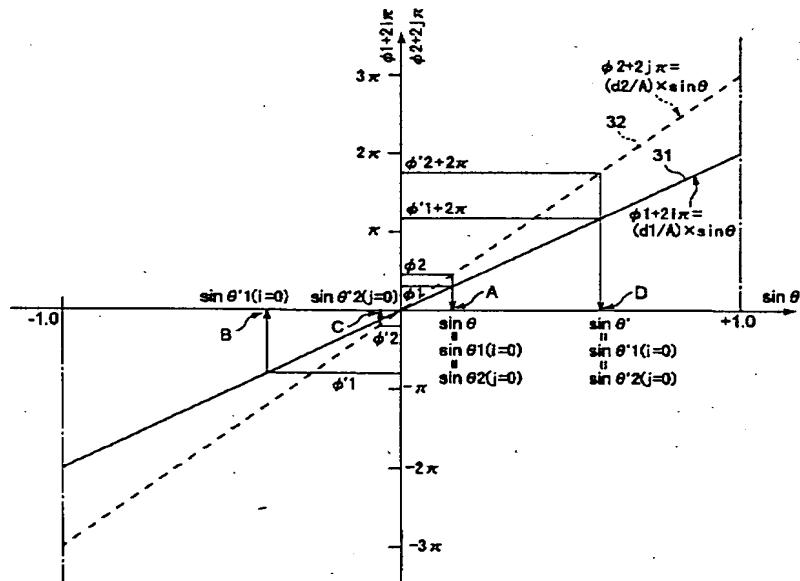
【图2】



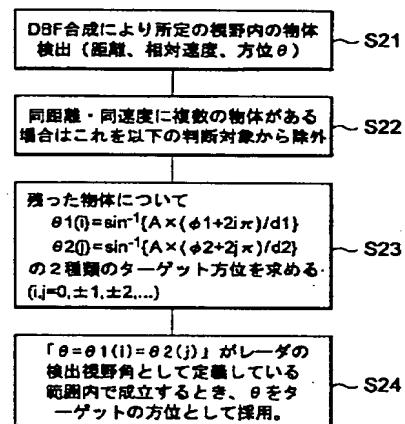
[ 4]



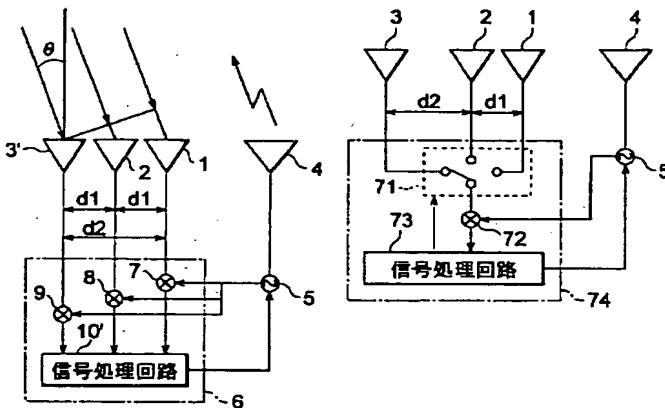
[図3]



〔图5〕



【四 6】



[图 7]